

BREVET D'INVENTION

P. V. n° 132.183

N° 1.548.893

Classif. internat. : H 01 p // G 01 s; H 01 I 19/00

Commutateur duplexeur pour ondes ultra-courtes.

Société dite : TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED résidant aux États-Unis d'Amérique.

Demandé le 14 décembre 1967, à 14 heures, à Paris.

Délivré par arrêté du 28 octobre 1968.

(Bulletin officiel de la Propriété industrielle, n° 49 du 6 décembre 1968.)

(Demande de brevet déposée aux États-Unis d'Amérique le 30 décembre 1966, sous le n° 606.201, au nom de M. Alfred ERTEL.)



L'invention est relative, d'une manière générale, à des dispositifs à ondes ultra-courtes et, plus particulièrement, à un commutateur duplexeur pour hyperfréquences fabriqué sur un substrat semi-conducteur monolithique à résistivité élevée.

Un des usages les plus courants d'un commutateur duplexeur dans le domaine des ondes ultra-courtes et des hyperfréquences consiste à établir des commutations alternées d'une antenne de radar avec le trajet d'émission et le trajet de réception. Quand il est utilisé de cette manière, le commutateur duplexeur est appelé habituellement « commutateur TR ». Dans des appareils radars connus, on utilise pour la plupart des tubes TR remplis de gaz, en particulier pour un fonctionnement dans la bande X. Il a été développé des commutateurs pour hyperfréquences à l'état solide unipolaires qui peuvent être utilisés par paires pour la commutation TR dans la bande X. Des commutateurs TR ont aussi été développés sous une forme hybride sous laquelle des dispositifs semi-conducteurs distincts sont associés à la partie restante du circuit formée sur un substrat en céramique ou un autre substrat isolant. Chaque développement successif réduisait les dimensions du commutateur TR et augmentait sa sécurité de fonctionnement tout en tendant à réduire son prix de revient. Toutefois, il n'a pas été réalisé de commutateur monolithique propre à être utilisé en hyperfréquences. Tous les facteurs qui rendraient très souhaitables des circuits intégrés monolithiques pour des fréquences inférieures s'appliquent aussi à des structures monolithiques pour hyperfréquences. Des dispositifs monolithiques peuvent être fabriqués en totalité par des techniques de fabrication par lots, ce qui tend à

augmenter la possibilité de reproduction et la sécurité de fonctionnement des dispositifs. En outre, l'emploi d'un substrat semi-conducteur fournit le meilleur milieu de transfert thermique parce que les organes semi-conducteurs actifs constituent en fait une partie du substrat. Les dimensions peuvent être maintenues à des valeurs plus exactes dans des organes monolithiques parce que les mêmes caches photographiques déterminent les positions des organes actifs et de la partie restante du circuit. Ceci est idéal pour des circuits à fréquences supérieures critiques.

Le dispositif de l'invention est remarquable notamment en ce qu'il comprend une diode formée dans un substrat à grande résistivité et branchée dans une ligne de transmission à bandes miniatures formées sur la surface du substrat. Une tension de polarisation est appliquée de façon à polariser sélectivement la diode dans le sens passant à travers un réseau de selfs d'arrêt à un quart de longueur d'onde et de capacités de découplage. Une couche de masse est formée sur la face opposée du substrat semi-conducteur et est isolée du substrat par une mince couche isolante. Conformément à un aspect plus particulier de l'invention, deux diodes sont disposées à la jonction d'un circuit en « T » formé par trois lignes de transmission à bandes miniatures de façon à constituer un commutateur unipolaire suivant un montage approprié pour être utilisé en commutateur TR. Plusieurs formes de réalisation particulières des réseaux de polarisation font aussi partie du domaine de l'invention.

D'autres caractéristiques et avantages de l'invention apparaîtront au cours de la description qui va suivre.

Au dessin annexé, donné uniquement à titre d'exemple :

La figure 1 est un schéma d'un exemple de réalisation préféré de l'invention ;

La figure 2 est une vue en plan de l'exemple de réalisation de l'invention représenté sur la figure 1 sous forme monolithique ;

La figure 3 est une coupe simplifiée suivant la ligne 3-3 de la figure 2 sur laquelle les éléments de circuits équivalents sont indiqués schématiquement ; et

Les figures 4 à 7 sont des schémas illustrant d'autres modes d'exécution de l'invention.

Sur la figure 1, on a représenté un commutateur duplexeur 10 construit selon l'invention. Le commutateur duplexeur est relié par une ligne de transmission 11 à une antenne 12 d'un radar qui est alternativement connectée au trajet d'émission 14 et au trajet de réception 16 respectivement par des diodes 18 et 20. Le trajet d'émission 14 et le trajet de réception 16 sont tous deux constitués par des lignes de transmission.

On remarquera que les diodes 18 et 20 sont connectées suivant des orientations opposées. La diode 18 peut être sélectivement polarisée dans le sens passant par l'intermédiaire du circuit allant de la masse à une borne d'alimentation en tension de polarisation 27 en passant par une première self d'arrêt à un quart de longueur d'onde 22, une diode 18 et une seconde self d'arrêt 24 à un quart de longueur d'onde. De même, la diode 20 peut être sélectivement polarisée dans le sens passant par l'intermédiaire du circuit allant de la masse à une autre borne d'alimentation en tension de polarisation 28 en passant par la première self 22, la diode 20 et un troisième tronçon d'un quart de longueur d'onde 26. Les bornes d'alimentation en tension de polarisation 27 et 28 sont découplées à la masse en haute fréquence, par des capacités de découplage 30 et 32, respectivement.

Le circuit 10 tout entier est réalisé sous une forme monolithique d'après la figure 2. Il est formé sur un substrat semi-conducteur 40 ayant une résistivité très élevée. Par exemple, on préfère un substrat en silicium du type P ayant une résistivité supérieure à 1500 ohms/centimètre, bien qu'on puisse utiliser de l'arséniure de gallium ou n'importe quelle autre matière semi-conductrice appropriée à résistivité élevée. Les diodes 18 et 20 sont, de préférence, des diodes PIN orientées en surface formées par des techniques de diffusion classiques dans la surface supérieure du substrat 40. Chacune des diodes est formée par une région diffusée du type P très peu profonde et fortement dopée, espacée d'une région diffusée du type N très peu profonde et fortement dopée, ainsi qu'il est indiqué par

le contour en tireté sur la figure 2. Ainsi, les régions des types P et N fortement dopées sont séparées par une région intermédiaire de matière à grande résistivité qui devient intrinsèque sous l'action d'une tension de polarisation dans le sens bloquant. Les régions diffusées se comportent alors comme les plaques parallèles d'un condensateur et ont une surface très petite par suite des couches diffusées peu profondes. Une bande métallisée 34 peut être formée soit directement sur la surface du substrat, soit sur la couche d'oxyde résultant du processus de diffusion utilisé pour former les diodes. Une couche isolante, par exemple en silice, est alors formée sur la bande métallisée 34. Des ouvertures sont ensuite percées dans la couche isolante par-dessus les deux régions diffusées de chacune des diodes 18 et 20 et par-dessus la bande 34 en métal, ainsi qu'il est indiqué par les contours en tireté 36, 38 et 39. Ensuite, la surface tout entière du substrat est recouverte d'une pellicule de métal qui est soit en aluminium soit en un alliage d'or comprenant un métal à température eutectique élevée qui est disposée directement sur le silicium et a une configuration telle qu'elle laisse à découvert différents éléments du circuit 10 qui sont désignés par les mêmes numéros de référence suivis par le suffixe « a ». Ainsi, l'entrée 14a, la sortie 16a et la ligne 11a aboutissant à l'antenne 12 sont tous formés par des lignes en bandes miniatures. Les selfs d'arrêt à un quart de longueur d'onde 22a, 24a et 26a sont formées par des lignes en bandes miniatures décrivant des méandres. Les condensateurs 30a et 32a sont formés par les zones élargies représentées sur la figure 2 et la bande métallisée sous-jacente 34 qui est reliée à la masse. La self d'arrêt 22a est reliée à la bande métallisée 34 à travers l'ouverture 36 percée dans la couche isolante qui se comporte en diélectrique entre la bande 34 et les plaques de condensateur 30a et 32a. Les bornes d'alimentation en tension de polarisation 27a et 28a s'étendent à partir de plaques ou armatures 30a et 32a des condensateurs jusqu'à des points voisins du bord du substrat. Des contacts 35a et 37a permettent une connexion extérieure à la bande métallisée 34 à travers des ouvertures 38 et 39 percées dans la couche isolante.

Comme on peut le voir sur la coupe donnée sur la figure 3, le côté opposé du substrat semi-conducteur 40 est recouvert d'abord d'une couche isolante, telle que de la silice, puis d'une couche de masse métallisée 50. Cette couche 50 est reliée par court-circuit à la bande métallisée 34 se trouvant sur la surface supérieure du substrat par des circuits extérieurs non représentés. En choisissant

sant les largeurs appropriées pour les lignes de transmission en bandes miniatures 11a, 14a et 16a par rapport à l'épaisseur du substrat semi-conducteur, on peut former des lignes en bandes miniatures ayant l'impédance caractéristique voulue. Les propriétés de lignes de transmission en bandes miniatures utilisant des diélectriques semi-conducteurs sont décrites dans l'article de T.M. Hytlin, intitulé « Microstrip transmission on semi-conductor dielectrics » (Transmission à bandes miniatures sur des diélectriques semi-conducteurs), IEEE Transactions on microwave theory and technics, volume MTT-13, page 777, novembre 1965. L'impédance caractéristique d'une telle ligne de transmission est déterminée par le rapport de la largeur de la ligne de transmission en bandes miniatures à l'épaisseur du diélectrique en silicium, qui est essentiellement l'espacement entre la ligne de transmission en bandes miniatures et la couche de masse. Pour produire une ligne de transmission en bandes miniatures ayant une impédance caractéristique de 50 ohms, le rapport est de 0,6. Ainsi, quand on utilise un substrat en silicium d'une épaisseur de 250 microns, les lignes de transmission en bandes miniatures 11a, 14a et 16a doivent mesurer 15 microns. Les selfs d'arrêt 22, 24 et 26 ont une largeur de 50 microns et une impédance caractéristique de 70 ohms. Lorsqu'on utilise du silicium du type P ayant une résistivité de 1 500 ohms/centimètre, l'affaiblissement de la ligne vis-à-vis d'ondes ultra-courtes dans la bande X est de l'ordre de 0,5 dB/cm. Lorsque la résistivité du silicium décroît, la perte d'énergie augmente rapidement.

Les selfs de découplage à un quart de longueur d'onde, 22, 24 et 26 ont reçu la forme de méandres pour économiser de l'espace. La valeur numérique du rapport de la longueur d'onde dans l'espace libre à la longueur d'onde dans la structure représentée à 9 GHz est de 2,78 pour un substrat en silicium d'une résistivité élevée d'une épaisseur de 250 microns. Toutefois, il a été trouvé que la valeur calculée de 3 mm pour le quart de la longueur d'onde doit être corrigée de façon à avoir la valeur de 3,4 mm pour permettre un couplage mutuel entre les boucles de la ligne en méandre formant self d'arrêt.

Les condensateurs de découplage 30 et 32 à pellicules minces sont conçus de façon à établir une dérivation de découplage vers la masse en haute fréquence avec une impédance inférieure à 1 ohm dans la bande X. Le diélectrique peut être de la silice obtenue par décomposition thermique du silane dans une atmosphère d'oxygène. Avec une épaisseur

d'oxyde de l'ordre de 4 000 angströms on obtient une capacité de 0,01 picofarad par unité de surface de 10^{-4} millimètres carrés. La surface totale par capacité est de 0,25 millimètre carré, ce qui donne une réactance de $5/8$ d'un ohm dans la bande X. Les pellicules de métal peuvent être soit en aluminium soit en alliage de molybdène et d'or.

Ainsi qu'il a été mentionné précédemment, les diodes 18 et 20 sont de préférence du type à surface orientée dans lequel les zones d'anode et de cathode sont des régions diffusées et fortement dopées disposées côte à côte, mais espacées dans la surface du substrat de silicium. Dans ce cas, le courant de porteurs de charge sous l'action d'une tension de polarisation est approximativement parallèle à la surface. Conformément à un aspect important de l'invention, les régions formées par diffusion des types P et N fortement dopées s'étendent perpendiculairement aux lignes en bandes et sont espacées de façon à constituer une courte région intrinsèque ou à résistivité élevée entre les régions diffusées. Ces régions ont de préférence de grandes concentrations superficielles et sont rendues très peu profondes, de telle sorte que les zones opposées des régions diffusées sont très petites. En outre, l'espacement entre les régions diffusées est choisi de telle sorte que sous l'action d'une tension de polarisation dans le sens bloquant la couche appauvrie s'étend complètement en travers de la région à résistivité élevée, de sorte que cette région à résistivité élevée devient dépourvue de porteurs de charge et, par suite, intrinsèque. La capacité de la diode varie alors seulement d'une manière négligeable en fonction de variations de la tension et elle est très faible. Des capacités aussi basses que 0,005 à 0,08 picofarad sous une polarisation dans le sens bloquant peuvent être facilement obtenues, ce qui produit un isolement, en polarisation dans le sens bloquant, à 9 GHz de 31 à 27 dB pour les valeurs respectives de la capacité.

L'affaiblissement d'insertion minimal dépend des propriétés des lignes de transmission se trouvant sur le substrat semi-conducteur. Aux fréquences très hautes et aux hyperfréquences, le substrat se comporte en diélectrique ou en diélectrique à pertes, selon la résistivité du silicium. Toutefois, cette situation peut être modifiée radicalement quand un courant continu ou à basse fréquence est présent. Par conséquent, il importe d'empêcher n'importe quel courant continu de traverser le substrat semi-conducteur. Ainsi dans la coupe de la figure 3 le substrat 40 en silicium à résistivité élevée est représenté recouvert de couches isolantes 42 et 44 de silice. Les lignes en bandes 11a et 16a s'éten-

dent à travers les ouvertures ménagées dans la couche 42 en oxyde et touchent les régions de types P et N fortement dopées 46 et 48 de la diode 20, respectivement. Une couche de masse métallisée 50 est formée par-dessus la couche d'oxyde 44.

Des symboles d'éléments de circuit ont été superposés à la vue en coupe de la figure 3 pour aider à faire comprendre l'importance de la couche isolante 44. Par exemple, la couche isolante 42 se comporte en diélectrique d'un condensateur 52 en parallèle avec une résistance 54, ces éléments étant évidemment répartis le long des lignes de transmission en bandes miniatures 11a et 16a. Le substrat en silicium 40 se comporte comme une résistance 56, et la couche isolante 44 se comporte en diélectrique d'un condensateur 58 en parallèle avec une résistance 60. La région diffusée 46 de la diode 20 se comporte, conjointement avec le substrat 40 du type N légèrement dopé par exemple, en diode 61 dans le circuit comprenant la résistance 62 et le condensateur 64 de la couche isolante 44. Le substrat en silicium se comporte en résistance 66 entre la région N+ et la couche d'oxyde 44 et ce circuit est relié à la couche de masse 50 par la résistance 68 et le condensateur 70 en parallèle. La région légèrement dopée peut être aussi du type P. Dans ce cas la diode 61 de polarité opposée serait intervertie avec la résistance 66.

Lors du fonctionnement d'un circuit intégré monolithique pour hyperfréquences, les éléments actifs formés dans le substrat tels que les diodes 18 et 20, sont soumis par leurs électrodes ou bornes à différentes tensions qui peuvent provoquer le passage d'un courant continu entre une ou plusieurs de ces électrodes et la couche de masse. Si le contact entre la ligne en bandes métalliques et le silicium est ohmique et qu'aucune barrière de jonction n'existe, le courant peut circuler avec autant de facilité dans l'un ou l'autre sens à travers le contact ohmique, selon la polarité de la tension de polarisation appliquée. L'intensité du courant dépend entièrement de la résistance de la couche métallique et de la couche semi-conductrice. Si une barrière de potentiel est présente soit dans le silicium soit à la surface de séparation entre le métal et le silicium, le passage du courant est accru pour un sens de la tension de polarisation appliquée, et supprimé pour l'autre sens. Un tel état est représenté par la diode 61. Quand des porteurs de charge non combinés sont présents dans le silicium 40 par suite d'une tension qui existe à travers celui-ci, les porteurs de charge ont pour effet d'abaisser la résistance apparente du silicium, ce phénomène étant connu sous le nom de

« modulation de conductivité ». Les propriétés diélectriques du semi-conducteur sont alors altérées par ce passage de courant. Quand une barrière de potentiel existe entre une électrode d'un semi-conducteur et la matière du substrat à résistivité élevée, le passage d'un courant continu unidirectionnel accru peut être empêché en polarisant dans le sens bloquant la jonction du semi-conducteur par rapport à la masse. Toutefois, des courants continus de fuite à travers des contacts ohmiques ne peuvent pas être arrêtés par ce moyen. On élimine toutefois complètement le passage d'un courant continu à travers le substrat semi-conducteur à grande résistivité en prévoyant la couche isolante 44 entre la couche de masse 50 et le substrat semi-conducteur 40. La présence de la couche isolante 44 n'influence pas les propriétés de transmission d'ondes décimétriques ou ultra-courtes de la ligne de transmission en bandes, mais met effectivement en circuit ouvert tout trajet de courant continu aboutissant à la couche de masse 50, empêchant ainsi une perte de propriétés diélectriques du substrat 40 à résistivité élevée en empêchant une « modulation de conductivité » du silicium. La silice, le nitrure de silicium, ou du carbure de silicium déposé à partir de vapeurs, par exemple, ont tous été utilisés pour la couche isolante 44 avec autant de succès.

Sur la figure 6, on a représenté un autre commutateur duplexeur 100 qui est pratiquement identique au commutateur duplexeur 10 et des éléments correspondants sont donc désignés par les mêmes références suivies par le suffixe « b ». Toutefois, la self d'arrêt 22a est reliée à la masse par un condensateur de découplage 102 de façon à établir une dérivation de court-circuit vers la masse en haute fréquence, mais à assurer l'isolement en courant continu et en basse fréquence. Une borne de polarisation supplémentaire 104 est reliée à la self d'arrêt 22a de telle sorte que la tension de polarisation utilisée pour commuter les diodes 18a et 20a peuvent être différentes du potentiel de la masse. Ainsi, bien que des tensions négatives seulement puissent être utilisées sur les bornes 27 et 28 pour commuter sélectivement les diodes 18 et 20, la borne de polarisation d'entrée supplémentaire 104 permet l'emploi de n'importe quelles tensions voulues pour actionner le circuit de commutation 100.

Un autre circuit de commutation 110 selon l'invention est représenté sur la figure 5. Le circuit de commutation 110 quand il est utilisé en commutateur TR, comporte des lignes en bandes miniatures 112 et 114 respectivement pour le trajet d'émission et le trajet de réception, ces bandes étant connec-

tées respectivement par les diodes 118 et 120 à la branche d'antenne 116. On remarquera que les diodes 118 et 120 sont connectées avec des polarités opposées entre elles mais avec des polarités contraires par rapport aux diodes 18 et 20 du commutateur 10. L'orientation des diodes importe peu, étant donné que, quand elles sont polarisées dans le sens passant, elles transmettent des signaux à haute fréquence également dans les deux sens. La diode 118 peut être sélectivement polarisée dans le sens passant par application à la borne 121 d'une tension positive par rapport à la borne 122. Un courant circule alors dans la self d'arrêt 124, la diode 118 et la self d'arrêt 126. De même, la diode 120 peut être sélectivement polarisée dans le sens passant par application à la borne 128 d'un potentiel positif par rapport à la borne 122 de telle sorte qu'un courant circule dans la self 130, la diode 120 et la self 126.

Des selfs d'arrêt d'un quart de longueur d'onde 132, 134 et 136 à extrémité en circuit ouvert sont reliées aux bornes 121, 122 et 128, respectivement. La self d'arrêt 132 réfléchit un court-circuit en haute fréquence à l'emplacement de la borne 121 d'alimentation en courant continu, et la self d'arrêt 124 réfléchit un court-circuit à l'emplacement de la borne 121 en un circuit ouvert, au point de jonction entre la self d'arrêt 124 et la ligne de transmission en bandes miniatures 112. De même, la self d'arrêt 134 réfléchit un court-circuit en haute fréquence à la borne 122, et la self d'arrêt 126 réfléchit ce court-circuit en un circuit ouvert à la jonction entre les lignes de transmission en bandes miniatures 112, 114 et 116. De même, la self d'arrêt 136 réfléchit un court-circuit à la borne 128, et ce court-circuit est réfléchi en un circuit ouvert à l'extrémité de la ligne en bandes miniatures 114 par la self d'arrêt 130.

Ainsi, on verra que l'une ou l'autre des diodes 118 et 120 peut être sélectivement polarisée dans le sens passant de façon à connecter la ligne en bandes miniatures respective 112 ou 114 à la ligne en bandes miniatures 116 de l'antenne et que le réseau de polarisation comprenant les selfs d'arrêt 124, 126, 130, 132, 134 et 136 réfléchissent toutes des circuits ouverts en haute fréquence aux extrémités de ces lignes en bandes miniatures de façon à ne pas perturber leurs propriétés de transmission en haute fréquence. Le commutateur 110 peut être réalisé de la même manière que le commutateur 10, par substitution des selfs d'arrêt à un quart de longueur d'onde 132, 134 et 136 aux condensateurs. Ce circuit a l'avantage d'éliminer la structure à capacité à trois couches mais l'inconvénient de nécessiter davantage d'espace

pour les trois selfs d'arrêt supplémentaires.

Un autre commutateur duplexeur 150 selon l'invention est représenté sur la figure 6. Ce commutateur duplexeur 150 comprend trois lignes en bandes miniatures 152, 154 et 156 reliées à une jonction commune 158 de façon à former un circuit en « T ». Les lignes en bandes miniatures 152 et 154 peuvent être reliées directement à des lignes de transmission s'étendant jusqu'à d'autres circuits, mais la ligne de transmission 156 comprend un condensateur 160 qui établit un court-circuit en haute fréquence mais isole en courant continu la borne de sortie 162. La jonction 164 de la ligne de transmission en bandes miniatures 152 est à une distance d'un quart de longueur d'onde de la jonction 158 et est reliée par une diode 166 et un condensateur de découplage 168 à la masse. Une borne 170 d'alimentation en tension de polarisation est reliée à la jonction entre la diode 166 et le condensateur 168. La jonction 158 est reliée par une self d'un quart de longueur d'onde 172 et un condensateur 174 à la masse et une borne 176 d'alimentation en tension de polarisation est reliée à la jonction entre la self d'arrêt 172 et le condensateur 174. La jonction 177 qui est à une distance d'un quart de longueur d'onde de la jonction 158 de la ligne de transmission en bandes miniatures 154 est reliée par une diode 178 et un condensateur 180 à la masse et une troisième borne d'alimentation en tension de polarisation 182 est reliée à la jonction entre la diode 178 et le condensateur 180.

Il est à remarquer qu'on peut sélectivement polariser dans le sens passant la diode 166 en rendant la borne 176 plus positive que la borne 170, de sorte qu'un courant circule dans la self d'un quart de longueur d'onde 172, le tronçon de lignes de transmission en bandes miniatures à un quart de longueur d'onde 152 et la diode 166. De même, on peut sélectivement polariser dans le sens passant la diode 178 en rendant la borne 176 plus positive que la borne 182, de telle sorte qu'un courant traverse la self 172, le tronçon à un quart de longueur d'onde de ligne de transmission en bandes miniatures 154 entre la jonction 158 et la borne 176, et la diode 178.

Si on suppose que la diode 166 est polarisée dans le sens passant et que la diode 178 est polarisée dans le sens bloquant, la diode 166 et le condensateur 168 dérivent de l'énergie à haute fréquence de la jonction 164 vers la masse, isolant ainsi de l'énergie en ondes ultra-courtes la source d'alimentation en tension continue ou à basse fréquence reliée à la borne 170. Le tronçon d'un quart de longueur d'onde de ligne de transmission en bandes 152 s'étendant entre les jonctions 164

et 158 réfléchit un circuit ouvert à la jonction 158. Le signal en ondes ultra-courtes circule alors dans le trajet s'étendant entre la borne 162 et la ligne en bandes miniatures 154. La self d'arrêt 172 réfléchit le court-circuit produit par la capacité 174 en un circuit ouvert à la jonction 158 et la diode 178 est polarisée dans le sens bloquant, de telle sorte qu'elle est bloquée ce qui produit un circuit ouvert au point 177.

Quand la diode 166 est bloquée par une tension de polarisation dans le sens bloquant et que la diode 178 est débloquée par une tension de polarisation dans le sens passant, les conditions sont inversées et l'énergie en ondes ultra-courtes circule dans le trajet s'étendant entre la borne 162 et la ligne de transmission en bandes 152. Le court-circuit établi par le condensateur 180 et la diode 178 est réfléchi par le tronçon à un quart de longueur d'onde de la ligne de transmission 154 s'étendant entre les jonctions 177 et 158 comme un circuit ouvert à la jonction 158, la self 172 réfléchit le court-circuit établi par le condensateur 174 comme un circuit ouvert à la jonction 158, et la diode 166 est bloquée et présente un circuit ouvert à la jonction 154.

Un autre exemple de réalisation de l'invention est représenté sur la figure 7.

Le commutateur 200 est semblable au commutateur 150 et les éléments correspondants sont donc désignés par les mêmes références suivies par le suffixe « a ». Le circuit 200 diffère du circuit 150 par le fait que les selfs d'arrêt à un quart de longueur d'onde 202, 204 et 206 à extrémité en circuit ouvert ont été substituées aux capacités 168, 174 et 180. La fonction électronique des selfs d'arrêt 202, 204 et 206 est identique à celle des condensateurs 168, 174 et 180 du fait que les selfs d'arrêt à extrémité en circuit ouvert réfléchissent les court-circuits en ondes ultra-courtes aux bornes 170a, 176a et 182a. Autrement, le fonctionnement du circuit 200 est identique au fonctionnement du circuit 150.

Chacun des circuits 100, 110, 150 et 200 peut être fabriqué de la même manière que le circuit 10. En outre, on peut utiliser à volonté différentes combinaisons des cinq circuits représentés.

Bien entendu, l'invention n'est pas limitée aux modes d'exécution représentés et décrits, qui n'ont été donnés qu'à titre d'exemples.

RÉSUMÉ

L'invention a pour objet un commutateur monolithique pour hyperfréquences remarquable notamment par les caractéristiques suivantes, considérées séparément ou en combinaisons :

1° Il comprend un substrat semi-conduc-

teur à grande résistivité ayant des faces principales parallèles, une diode PIN formée dans une première face principale du substrat par des régions espacées respectivement du type P et du type N, une couche isolante surjacent à une partie principale de la seconde face principale du substrat, une couche de masse métallisée disposée sur la couche isolante et isolée en courant continu du substrat par la couche isolante, une première ligne en bandes miniatures en contact ohmique avec la région du type P et s'étendant par-dessus la première face principale, une seconde ligne en bandes miniatures en contact ohmique avec la région du type N et s'étendant par-dessus la première face principale et un circuit de polarisation formé par la première face principale du substrat et comprenant des moyens d'isolement en ondes ultra-courtes pour polariser sélectivement la diode dans le sens passant.

2° La diode est située sur le trajet principal de l'énergie en ondes ultra-courtes.

3° Une troisième ligne en bandes miniatures est connectée à la seconde ligne en bandes miniatures par une seconde diode PIN formée par des régions espacées des types P et N dans la première face du substrat de façon à constituer un circuit en « T » et un circuit de polarisation est formé sur la première face du substrat pour polariser sélectivement dans le sens passant chacune des diodes.

4° Le circuit de polarisation comprend une self d'arrêt à un quart de longueur d'onde pour chacune des trois lignes en bandes miniatures disposées sur la première phase du substrat, une extrémité de chaque self d'arrêt étant reliée à la ligne en bandes miniatures respective et la seconde extrémité de chaque self d'arrêt pouvant être reliée à une borne d'alimentation en tension de polarisation, un condensateur de découplage en hyperfréquences découplant la seconde extrémité de chacune des selfs d'arrêt à la masse, les condensateurs de découplage étant formés sur ladite première face du substrat par une paire de pellicules de métal séparées par une couche isolante.

5° Le circuit de polarisation comprend une première self d'arrêt d'un quart de longueur d'onde pour chacune des trois lignes en bandes miniatures formées sur la première face du substrat, une extrémité de chaque première self d'arrêt étant reliée à la ligne en bandes miniatures respective et la seconde extrémité de chaque première self d'arrêt pouvant être reliée à une borne d'alimentation en tension de polarisation et une seconde self d'arrêt d'un quart de longueur d'onde à extrémité en circuit ouvert étant reliée à la seconde extrémité de chacune des premières

sels d'arrêt, chacune des sels d'arrêt étant formée par une ligne en bandes miniatures disposée sur la première face principale du substrat.

6° La diode est disposée sur un trajet pour ondes ultra-courtes en dérivation sur le trajet principal de l'énergie en ondes ultra-courtes.

7° La première ligne en bandes miniatures est une branche d'un « T » à lignes en bandes miniatures, la diode est séparée de la jonction du « T » par une distance égale à un quart de longueur d'onde, et la seconde ligne en bandes miniatures est découplée à la masse par un condensateur de découplage pour ondes ultra-courtes, formée sur la première face du substrat par deux pellicules métalliques séparées par une couche isolante et peut être reliée à une source d'alimentation en tension de polarisation.

8° Il est prévu une seconde diode PIN formée par des régions espacées des types P et N dans la première face principale du substrat, une première borne de la seconde diode étant reliée à une seconde branche du « T » à lignes en bandes miniatures en un point séparé de la jonction « T » par une distance égale à un quart de longueur d'onde, la seconde borne étant reliée à la masse par un condensateur de découplage pour ondes ultra-courtes et pouvant être reliée à une borne d'alimentation en tension de polarisation, la jonction du « T » pouvant être reliée à une source d'alimentation en tension de polarisation par une self d'arrêt à un quart de longueur d'onde et à la masse par la self d'arrêt d'un quart de longueur d'onde et un condensateur de découplage pour ondes ultra-courtes, les sels d'arrêt étant formées par des lignes en bandes miniatures disposées sur la première face du substrat et le condensateur de découplage étant formé sur la première face du substrat par une paire de pellicules de métal séparées par une couche isolante.

9° La première ligne en bandes miniatures est une branche d'un « T » à lignes en bandes, la diode est séparée de la jonction du « T » par une distance égale à un quart de longueur d'onde, la seconde ligne en bandes miniatures est reliée à une self d'arrêt d'un quart de

longueur d'onde à extrémité en circuit ouvert formée par une ligne en bandes miniatures disposées sur la première face principale du substrat et peut être reliée à une source d'alimentation en tension de polarisation.

10° Il est prévu une seconde diode PIN formée par des régions des types P et N espacées dans la première face principale du substrat, une borne de la seconde diode étant reliée à une seconde branche du « T » à lignes en bandes en un point séparé de la jonction du « T » par une distance égale à un quart de longueur d'onde, l'autre borne de la seconde diode pouvant être reliée à une source d'alimentation en tension de polarisation et étant reliée à une self d'arrêt d'un quart de longueur d'onde à extrémité en circuit ouvert et la jonction du « T » pouvant être reliée à une source d'alimentation en tension de polarisation et étant reliée à une self d'arrêt d'un quart de longueur d'onde à extrémité en circuit ouvert, les sels d'arrêt étant formées par des lignes en bandes miniatures sur la première face principale du substrat.

11° Les régions des types P et N s'étendent perpendiculairement aux lignes en bandes miniatures et présentent des bords rectilignes parallèles séparés par une distance telle que, sous l'action d'une tension de polarisation dans le sens bloquant, la région du substrat à grande résistivité comprise entre les régions des types P et N devient intrinsèque.

13° Ladite couche isolante séparant la couche de masse de la seconde face principale est une couche isolante en courant continu, une première borne de la diode PIN est reliée à la première branche du « T » en un point distant d'un quart de longueur d'onde de la jonction, et l'autre borne de la diode PIN peut être reliée à une source d'alimentation en tension de polarisation et est reliée auxdits moyens d'isolement formés sur la première face du substrat.

Société dite :

TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED

Par procuration :

Cabinet LAVOIX

N° 1.548.893

S ciété dite :

2 planches. - Pl. I

Texas Instruments Inc rporated

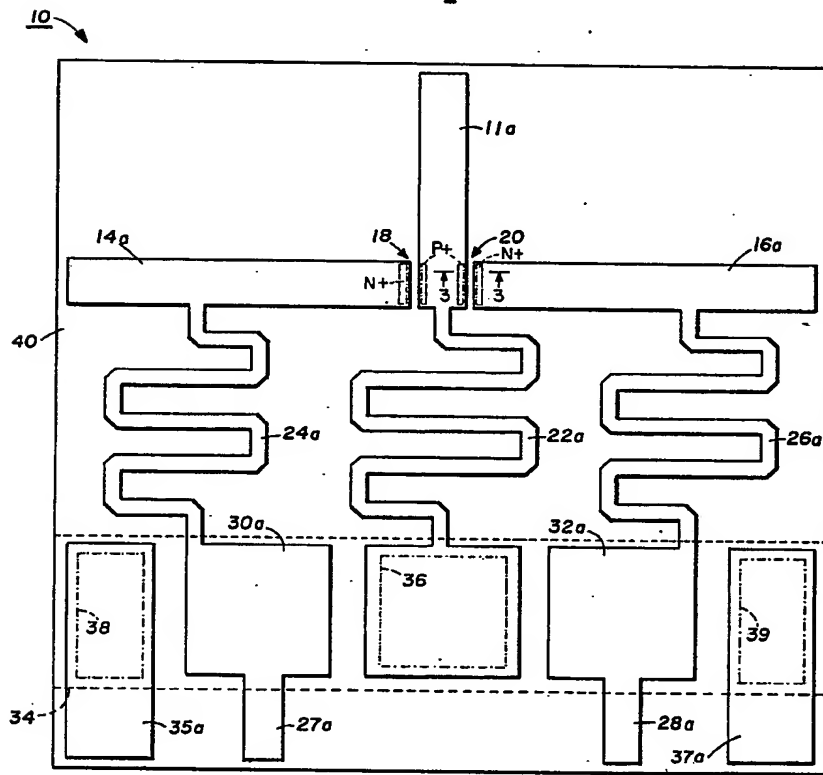
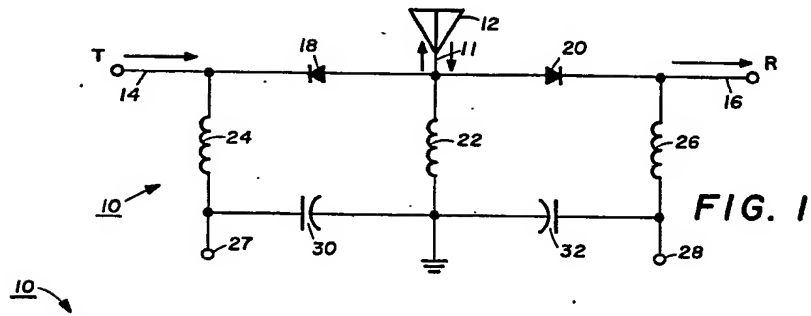


FIG. 2

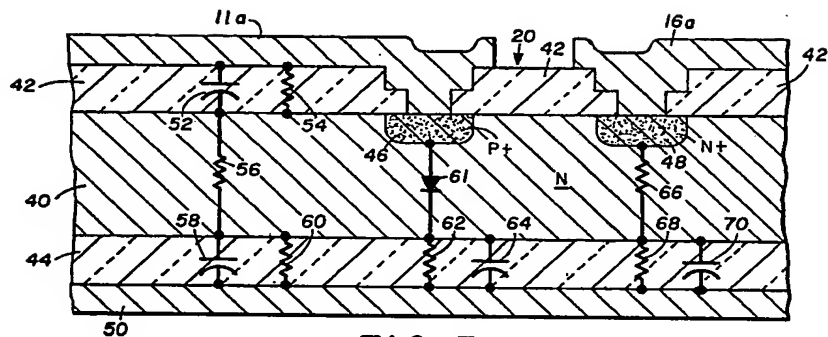


FIG. 3

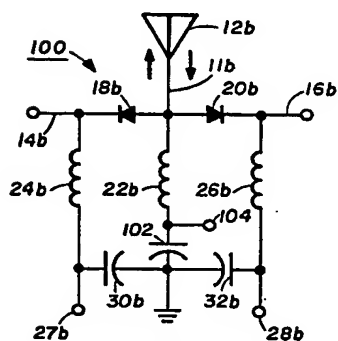


FIG. 4

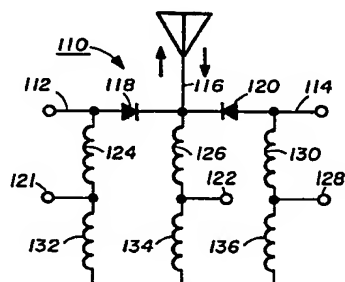


FIG. 5

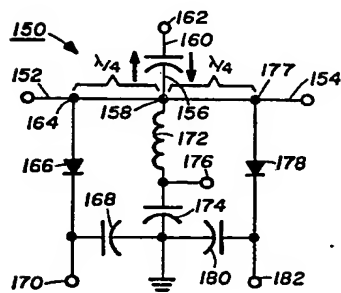


FIG. 6

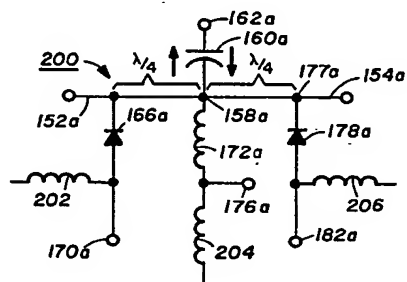


FIG. 7